SOMMAIRE

REALISATIONS

Réducteur de bruit pour magnétophone. Flash, page 107.

MONTAGES « FLASH »

AU BANC D'ESSAIS



10 autoradios au banc d'essais, page 37.

Multimètre SOAR 3100 page 84.

INITIATION

DOCUMENTATION - DIVERS



Reportage chez Kenwood page 26.

LE PETIT JOURNAL DU HAUT-PARLEUR

LES TELEVISEURS ASIATIQUES SUSPENDUS

Les téléviseurs couleurs en provenance du Japon, de la Corée du Sud et de Taiwan ne peuvent plus être importés en France jusqu'au 30 juin 1989. Cette mesure résultant d'une autorisation de la Commission de Bruxelles concerne également les mêmes appareils ayant transité par un pays du Marché commun. La dérogation au principe de la libre circulation des marchandises dans la CEE a été motivée par la part croissante que prenaient ces appareils sur le marché français. Durant la même période, l'an dernier, les téléviseurs couleurs produits à l'extérieur de la CEE ont acquis 31 % du marché français contre 16 % l'année précédente. Les téléviseurs français ont du coup reculé de 59 à 44 % avec des prix baissant de 20 %. La dégradation des ventes et des marges de nos fabricants a su émouvoir les membres de la Commission de Bruxelles...

TVHD : L'AMERIQUE REAGIT

Plus de vingt projets de télévision haute définition sont actuellement en concurrence aux Etats-Unis. L'Amérique de l'électronique se réveille sur le refrain « Nous nous sommes laissé distancer » et constate son retard sur les Japonais et sur les Européens. C'est en effet à la fin de cette année que la FCC (Federal Communications Commission) prendra sa décision.
La FCC a déjà dicté une partie des normes de recherche : compatibilité avec l'actuel NTSC (525 lignes, fréquence 59,94 Hz) et avec le plan de fréquences allouées (ce qui implique une largeur de bande d'émission assez étroite – 6 MHz – car ce plan de fréquences est très encombré).
Les Américains se sont rendu compte que l'enjeu était primordial pour l'industrie électronique et qu'il n'était pas question d'abandonner une partie du marché aux Japonais et aux Européens et de se replier sur celui de l'informatique. Le développement des puces et des circuits destinés à la TVHD va inévitablement rejaillir sur la micro-informatique. De plus, il y va de la survie de ce qui reste de l'industrie électronique grand public américaine. Inutile de souligner que ce reste, Zenith en l'occurrence, se démène tant et plus. Zenith Electronics a passé un accord avec ATT pour développer les puces qui serviront à la TVHD. Zenith et ATT espèrent recueillir une grande partie des subventions allouées pour la recherche sur la TVHD par la DARPA (Defense Advanced Research Projects Agency : autrement dit le Pentagone qui a besoin d'écrans de visualisation haute définition à faible coût).
La querelle a aussi gagné les réseaux de télévision. D'un côté, certains soutiennent le standard de production adopté par la SMPTE (Society of Motion Picture and Television Engineers) qui préconise le 1 125 lignes/60 Hz (format du Muse de la NHK japonaise). C'est le cas de CBS, HBO, etc. De l'autre côté, ABC et NBC se sont engagés dans des projets préconisant le 1 050 lignes/59,94 Hz.
Parmi les projets qui ont le plus de chances d'être retenus, trois sont parfaitement compatibles avec les préconisations de la FCC. Ils sont compatibles NTSC et proposent une largeur de bande de 6 MHz, un format d'écran de 16/9 (ou 4/3 en NTSC), une définition améliorée en 1 050 lignes/60 Hz ou en 1 050 lignes/59,94 Hz, une compatibilité avec les systèmes hertziens, satellites ou câbles.
Il s'agit des :
– HD-NTSC de Del Rey group
– Super NTSC de Faroudja Laboratories avec ABC.
– CATS1 de Sarnoff Research Center avec Thomson Consumer, RCA et NBC.
D'autres systèmes nécessitent un canal supplémentaire (de 3 ou 6 MHz) pour fournir par multiplexage les informations correspondant à l'augmentation du nombre de lignes et de la surface de l'image (pour passer du format 4/3 au format 16/9).
Ce sont les :
– HDS-NA de Philips Consumer Electronics (largeur de bande : 6 + 3 = 9 MHz ; définition 1 050 lignes/59,94 Hz).
– Muse 9 de NHK (largeur de bande : 6 + 3 = 9 MHz ; définition 900 lignes/60 Hz).
– Spectrum Compatible HDTV de Zenith (largeur de bande 6 + 6 = 12 MHz ; définition 787,5 lignes/60 Hz).
D'autres systèmes encore préconisent des canaux séparés pour le NTSC et la HDTV mais l'encombrement actuel du plan de fréquence hertzien devrait les éliminer. **P.L.**

BARCO PRIME AU JAPON

La firme belge Barco Electronic a remporté la médaille d'argent pour son vidéo-projecteur Barcovision lors de la remise des prix du magazine japonais HIVI. Barco est la seule marque non japonaise à avoir remporté un prix depuis quatre années d'organisation de ce concours AV. La médaille d'argent correspondait à la première place en ce qui concerne la projection vidéo.

Renseignements : Distri Barco, 91, avenue de la République, 75540 Paris Cedex II. Tél. : (1) 43.53.06.42.

12e TOKYO VIDEO FESTIVAL

Organisé par JVC, le 12e Tokyo Video Festival est un concours ouvert aux amateurs comme aux professionnels. Les candidatures seront reçues jusqu'au 10 septembre 1989.

Les compositions vidéo ne doivent pas excéder une durée de 20 mn, en VHS, Bêta ou 3/4". Elles sont classées en deux catégories : Divison I (sans limitation de style) et Division II (exploration de la vidéo comme moyen de communication).

Renseignements : JVC Vidéo France, 102, bd Héloïse, 94104 Argenteuil Cedex. Tél. : (1) 39.47.39.00.

NOUVELLES DU JAPON

LE Hi8 A L'ASSAUT DU S-VHS

Avec des prix similaires à ceux des S-VHS-C et des performances au moins équivalentes, les camescopes Hi8 (High Band Vidéo 8 mm) assurent la pérennité de la guerre des standards vidéo. Deux appareils originaux, cinq modèles en tout sont déjà sur le marché au Japon. Le marché du téléviseur à cristaux liquides bouge lui aussi grâce à l'arrivée d'un écran Sharp à la définition jamais encore atteinte...

Pour obtenir une résolution horizontale d'images de plus de 450 lignes en ce qui concerne la partie caméra et de plus de 400 lignes en ce qui concerne la partie magnétoscope, Sony a dû faire des prodiges dans la conception du CCD-V900. Le premier camescope Hi8 utilise un capteur d'image CCD 2/3 pouce à 420 000 pixels (en NTSC) qui permet de filmer à 7 lux d'éclairement et un obturateur électronique à sept vitesses jusqu'au 1/10 000e s ! Pour enregistrer le son en HiFi, il fait appel à un micro à double capsule (unidirectionnelle et omnidirectionnelle commutables en fonction des nécessités). Le tambour d'enregistrement propose une nouvelle configuration TSS (Tilted Sendust Sputtered) des têtes, qui permet d'obtenir une réponse améliorée de 2 dB à 7 MHz.

Comme chrominance et luminance sont enregistrées séparément, des prises de sortie séparées sont évidemment présentes comme sur les S-VHS. Fonction inédite en 8 mm, la recherche d'index permet au CCD-V900 de retrouver rapidement et précisément une séquence enregistrée. C'est un camescope très complet avec double mémoire numérique de trame pour la superposition des titres, zoom 8 fois avec mise au point automatique à intégration numérique. Bref, il ne lui manque que le son numérique du CCD-V200, mais il faut bien en garder pour plus tard !

LE HI8 PAR LA BANDE

La qualité de la bande vidéo fait pour beaucoup dans les qualités du Hi8. A côté d'une bande « classique » Hi8 Metal-P, Sony propose une Hi8 Metal-E, la première bande vidéo au métal évaporé sous vide. La conception de cette bande a fait l'objet du dépôt de quelque 160 brevets ! Grâce à la technique de l'évaporation sous vide, une couche magnétique métallique (alliage de cobalt et de nickel) de 2 000 angströms est générée sans discontinuité. La nouvelle bande présente une rémanence de plus de 3 700 gauss. Pour éviter toute usure, une couche protectrice de 50 angströms a été ajoutée. Au total, l'épaisseur de la Hi8-ME ne dépasse pas 10,5 µm pour une bande de deux heures, mais Sony affirme pouvoir fabriquer une bande de 7,5 µm d'épaisseur pour des durées supérieures.

Grâce à cette bande, le niveau de sortie est accru de 6 dB à 7 MHz, permettant un accroissement imposant du rapport signal/bruit par rapport à une bande dont la couche magnétique est composée de particules de métal et de liant.

D'après certains observateurs, si l'on compare le Hi8 avec ses concurrents, l'image du S-VHS présenterait un léger chevauchement des couleur ; celle d'un camescope VHS-C, une atténuation des contours dans les prises de vues de nuit. Reste que la bande E6-120 Hi8-ME coûte quelque 2 700 yens au Japon (135 F environ), soit sensiblement plus cher que ses concurrentes.

LES HI8 DES AUTRES

A part le Sony CCD-V900, le Canon 8A1 est le seul camescope original en format High Band. Equipé d'un zoom X 10 et d'un CCD à 360 000 pixels (en NTSC), il présente une morphologie originale. Deux poignées différentes sont disponibles, chacune équipée des commandes usuelles, permettant des utilisations plus variées. L'exposition optimale est réalisée grâce à une double mesure « image entière » et « zone centrale » qui sont ainsi pondérées. Le 8A1 propose quatre vitesses d'obturation jusqu'au 1/2 000e s.

Les modèles Ricoh, Fuji et Kyocera sont, eux, construits par Sony mais se distinguent du CCD-V900 par quelques détails. Le Fujix Hi8 M830-HR présente ainsi une poignée différente, conçue par Fuji Photo Film. Fuji lance également des cassettes Hi8 avec une bande utilisant des particules de métal.

Tous les camescopes Hi8 se situent dans la zone de prix 240 000-260 000 yens (de 12 000 à 13 000 F) au Japon contre environ 220 000 yens (11 000 F) pour les S-VHS-C.

FUJI FABRIQUE

Fuji Photo Film vend des camescopes fabriqués par Sony depuis 1985. Ainsi le dernier modèle Fujix M830HR n'est qu'une variante du camescope Hi8 de Sony. Mais le Fujix F630 DZ, format 8 mm, est fabriqué chez Fuji. Le F630 DZ est conçu pour le très grand public. Son zoom est commutable de x3 en x6. Il propose une télécommande, deux mémoires pour les titres et un trépied intégré dans sa poignée. Vendu 168 000 yens au Japon (8 400 F environ), il devrait prochainement arriver en Europe.

PIONEER EN S-VHS

Pour assurer la continuité de sa gamme audio-vidéo, Pioneer propose un magnétoscope de salon S-VHS. Le VH-930 SD, qui complète très bien les vidéo-projecteurs de la marque, est équipé d'une mémoire numérique qui permet de diviser l'écran en neuf écrans et procure des effets spéciaux comme l'image dans l'image et le stroboscope. Pour l'instant, le VH-930 SD est réservé au marché américain.

LES BALADEURS COUPENT LE CORDON

Après Sony l'an dernier, Panasonic et Sharp plus récemment, c'est au tour de Sanyo de présenter un baladeur sans fil de liaison avec son casque. Le lecteur de cassettes émet une onde radio en modulation de fréquence tandis que le cordon du casque est équipé d'un récepteur. La distance maximale séparant l'émetteur du récepteur ne doit pas excéder 1,5 mètre. Avantage, le lecteur est à l'abri des intempéries et des concupiscences, et vous ne risquez plus d'accrocher le cordon à un obstacle en courant. Comme le Sharp, le modèle Sanyo utilise deux canaux d'émission sur fréquences différentes. Lorsque la réception est mauvaise (brouillage) sur l'une des fréquences, l'auditeur commute le récepteur sur la seconde fréquence. D'après les constructeurs, les baladeurs sans fil devraient représenter 4 % du marché cette année, soit environ quatre millions d'appareils.

Pierre LABEŸ

EXPERIMENTATION ET EVOLUTION DES CIRCUITS FONDAMENTAUX

LE PREAMPLIFICATEUR LM 381

Un précédent article de cette série, consacré au circuit intégré TDA 2030 (*Le Haut-Parleur* nº 1762), nous a conduit à une approche de la haute fidélité par le biais des circuits intégrés de puissance. Il apparaît logique, pour y faire suite, de se pencher sur le problème des préamplificateurs.
Une méconnaissance des produits spécifiques à ces applications – aggravée parfois d'un certain snobisme – conduit encore à prôner l'emploi de transistors discrets. Pourtant, là aussi, l'intégration a fait ses preuves. Nous essayerons de le prouver à travers l'étude du LM 381, préamplificateur à faible bruit couramment disponible et peu coûteux.

LE CIRCUIT LM 381

Il s'agit d'un double préamplificateur, spécialement développé pour le traitement des signaux à faible niveau, et dans les applications qui exigent un faible bruit. Celui-ci, ramené à l'entrée, et pour une plage de fréquences s'étendant de 10 Hz à 10 kHz, n'excède pas 0,5 µV : voilà qui devrait calmer les détracteurs de l'intégration !
Pour sa plus grande part, le niveau de bruit est évidemment tributaire des performances de l'étage d'entrée, ce qui en détermine la configuration optimale. La figure 1 illustre (sur une seule des deux voies identiques) celle qu'adopte le LM 381. Elle respecte les critères suivants :
- un seul transistor, T_1, y est actif. En effet, dans un étage différentiel, on peut montrer que la mise en œuvre des deux transistors dans le mécanisme d'amplification, multiplie le bruit par un facteur $\sqrt{2}$;
- les composants de polarisation (R_T) et la charge (R_L) sont purement résistifs, afin d'éliminer le bruit inhérent aux jonctions semi-conductrices.

La meilleure utilisation du LM 381 s'obtient en attaquant l'étage sur une entrée unique (la base de T_1), et en réintroduisant la contre-réaction sur l'émetteur de ce même transistor. Dans ces conditions, le gain en tension (en alternatif) a pour expression :

$$A_v = \frac{R_L}{R_e} = \frac{200\ k\Omega}{1,25\ k\Omega} = 160$$

où la résistance r_e est donnée par la relation classique :

$$r_e = \frac{kT}{q\, I_e} = 1,25 . 10^3 \text{ à } 25\ ^\circ C$$

avec, pour le LM 381, I_e voisin de 20 µA.

Nous ne détaillerons pas le reste de la structure du LM 381, dont l'analyse nous entraînerait trop loin. Contentons-nous de livrer son brochage (fig. 2), et de résumer ses caractéristiques essentielles (tableau I). Nous passons, maintenant, aux diverses applications. Pour chacune d'elles, une seule voie sera représentée.

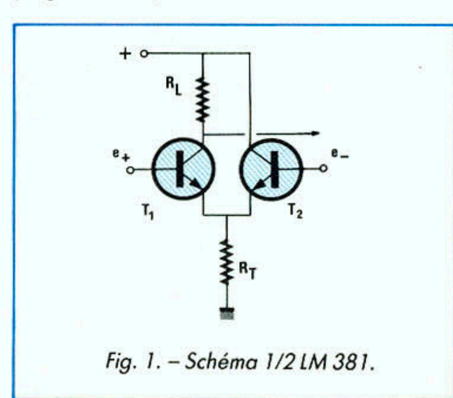


Fig. 1. – Schéma 1/2 LM 381.

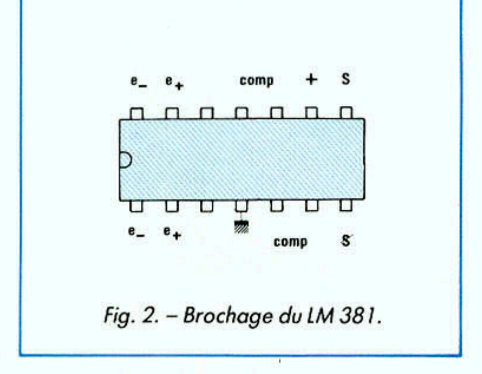


Fig. 2. – Brochage du LM 381.

PREAMPLIFICATEUR NAB POUR BANDES MAGNETIQUES

Cette application n'intéresse qu'exceptionnellement l'amateur, et nous la traiterons rapidement. La figure 3 rappelle, avec le niveau relatif de sortie exprimé en décibels en fonction de la fréquence, la courbe de correction à laquelle doit satisfaire un préamplificateur pour tête de lecture de bandes magnétiques, selon la norme NAB. On l'obtient à l'aide du montage de la figure 4, pour lequel on trouvera, en fin d'article, la nomenclature des composants.
Les résistances R_1 et R_2 déterminent la polarisation en continu. Le gain de référence A_{0dB} (niveau 0 dB de la figure 3), au-delà de la fréquence charnière f_2, est déterminé par le rapport :

$$A_{0dB} = \frac{R_3 + R_4}{R_3} = 355$$

tandis que cette même fré-

quence prend, pour + 3 dB, la valeur :

$$f_2 = \frac{1}{2\pi R_4 C_3} = 1\,770 \text{ Hz}$$

ce qui correspond à l'égalité de R_4 et de l'impédance de C_3. L'autre fréquence charnière, f_1 (égalité de R_2 et de l'impédance de C_3), est donnée par :

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_2 C_3} = 50 \text{ Hz}$$

PREAMPLIFICATEUR RIAA

Le succès du disque compact à lecture laser n'a pas encore sonné le glas du « disque noir », ne serait-ce qu'à cause du nombre d'exemplaires encore existants. Or nombre de chaînes récentes n'intègrent plus le correcteur RIAA qu'on doit associer aux têtes de lecture magnétiques : il est facile de pallier cette lacune par un petit circuit complémentaire, naturellement stéréophonique, mais dont nous ne décrirons qu'une voie.

La figure 5, où les niveaux relatifs de sortie, en fonction de la fréquence, sont exprimés en décibels (le niveau 0 dB correspondant à 1 kHz), rappelle la courbe d'égalisation, à la lecture, selon la norme RIAA. On sait que, pour une cellule magnétique, la tension de sortie est proportionnelle aux vitesses du déplacement de la pointe qui explore le sillon. Cette vitesse, selon les normes, ne doit jamais excéder 25 cm/s, de 800 à 2 500 Hz. En fait, les meilleurs résultats correspondent à des vitesses de l'ordre de 3 à 5 cm/s, pour lesquelles les tensions de sortie avoisinent 5 mV efficaces. On doit, par ailleurs, charger la tête de lecture par une impédance (résistance pure) de 47 kΩ.

La figure 6 fournit un schéma typique de préamplificateur RIAA, construit autour de l'un des amplificateurs du LM 381. L'entrée, à travers C_1, se fait sur la broche non inverseuse du circuit. Là encore, il faut imposer une polarisation en continu, dont se charge le diviseur résistif R_2R_3, monté en contre-réaction entre la sortie et l'entrée inverseuse.

Aux fréquences les plus basses (en dessous de f_1, sur la fi-

Paramètre	Conditions	Valeur typique	Unité
Gain en tension (boucle ouverte)	entrée différentielle à 100 kHz	160 000	V/V
Résistance d'entrée	entrée positive	100	kΩ
Résistance de sortie	boucle ouverte	150	Ω
Produit gain × bande		15	MHz
Tension maximale d'entrée	fonctionnement linéaire	300	mV_{eff}
Distorsion harmonique totale	1 kHz gain 60 dB	0,1	%
Bruit ramené à l'entrée	10 Hz à 10 kHz gain 1 000 dB	0,5	μV_{eff}

Tableau 1

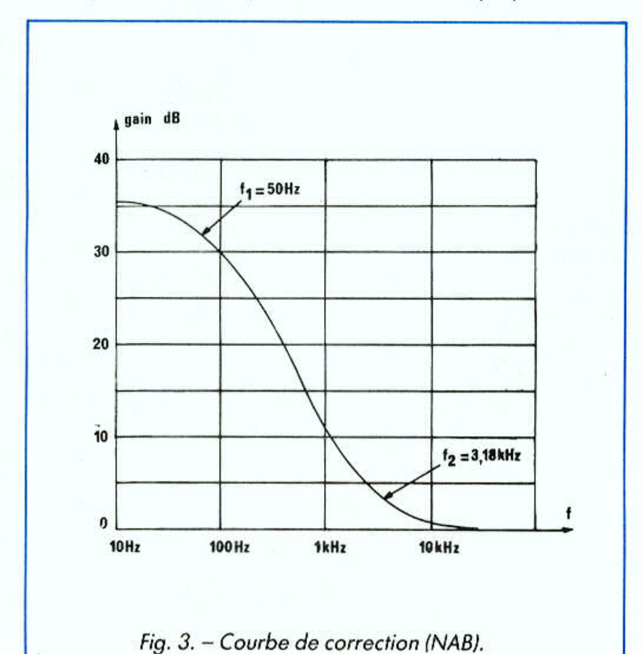


Fig. 3. – Courbe de correction (NAB).

Fig. 4. – Schéma du préamplificateur NAB.

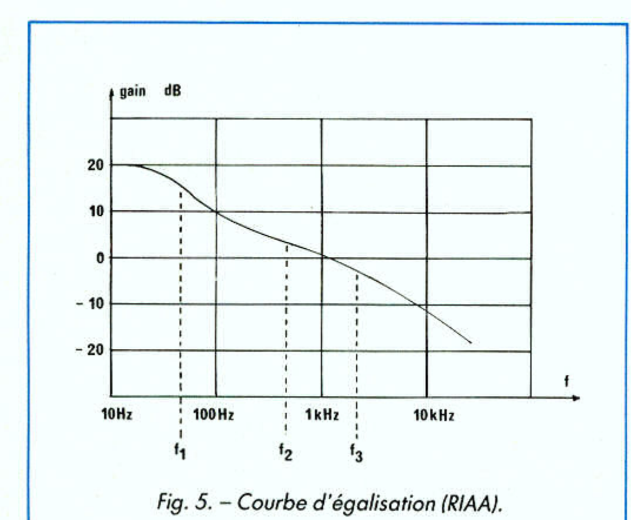


Fig. 5. – Courbe d'égalisation (RIAA).

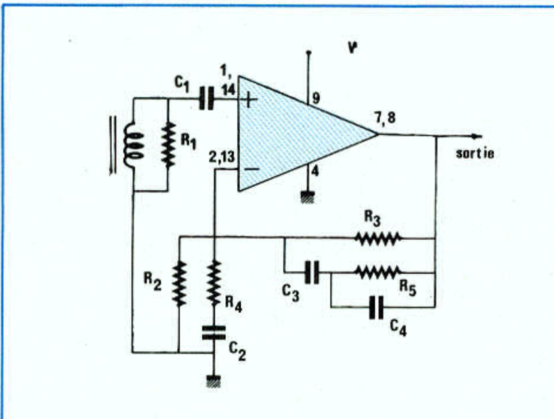


Fig. 6. – Schéma de préamplificateur RIAA.

gure 5), on peut considérer comme pratiquement infinies les impédances de C_3 et de C_4, alors que celle de C_2 reste encore faible, vis-à-vis de R_4. Le gain en tension n'est, alors, déterminé que par R_3 et R_4 :

$$A = \frac{R_3 + R_4}{R_4}$$

A partir de la première charnière f_1, intervient l'influence de C_3, la chute de 3 dB correspondant à l'égalité de R_2 et de l'impédance de C_3.

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_2 C_3}$$

De la même façon, les autres fréquences de transition, f_2 et f_3, sont :

$$f_2 = \frac{1}{2\pi R_5 C_3}$$

$$f_3 = \frac{1}{2\pi R_5 C_4}$$

On trouvera, en fin d'article, la nomenclature des composants utilisés dans le montage de la figure 6.

CONTROLEUR DE TONALITE BAXANDALL

Il s'agit là du plus traditionnel des correcteurs, avec réglage séparé des graves et des aigus. En fait, et sous réserve d'une attaque sous impédance suffisamment réduite, et d'une exploitation, en sortie, par une impédance suffisamment élevée, les courbes de réponse du correcteur ne dépendent plus que des composants passifs : résistances, potentiomètres, condensateurs.

Les réseaux passifs, toutefois, introduisent une importante perte d'amplitude, qu'il convient de compenser par une amplification supplémentaire. Les schémas traditionnels utilisent, en aval du correcteur, un étage apériodique. Mais les excellentes performances du LM 381, et notamment le gain qu'il est capable de fournir (400 à 1 000 Hz, dans l'exemple de la figure 6), dispensent de cet apport, comme le montrera le schéma complet de la figure 10. Auparavant, rappelons le mécanisme de fonctionnement du correcteur, en séparant l'action aux basses fréquences de celle aux fréquences élevées. Les schémas correspondants sont ceux des figures 7 et 8.

La figure 7 correspond aux fréquences basses. Le rapport des résistances R_6 et P_1 d'une part, P_1 et R_7 de l'autre, détermine le niveau de relèvement (maximum de graves) ou d'atténuation (minimum). On impose généralement ces va-

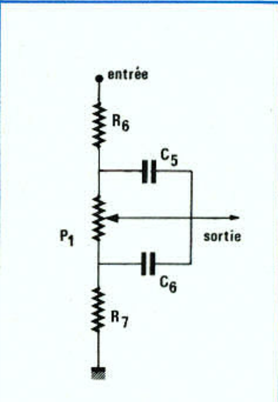


Fig. 7. – Schéma fréquences basses (Baxandall).

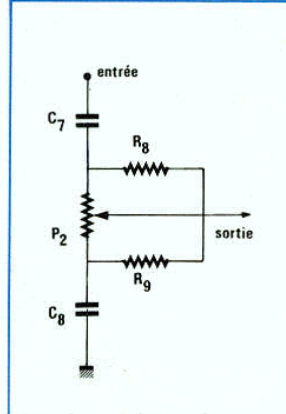


Fig. 8. – Schéma fréquences élevées (Baxandall).

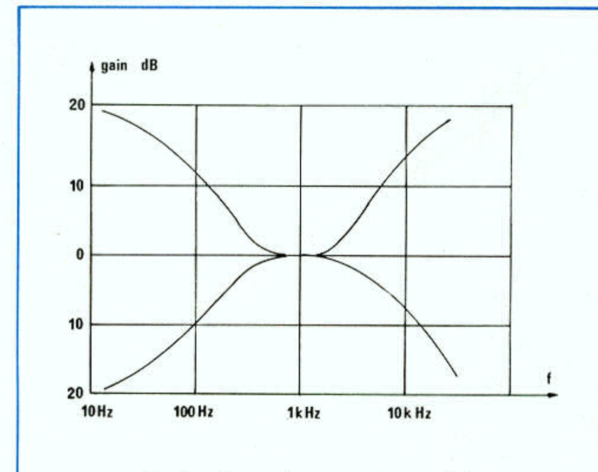


Fig. 9. – Caractéristiques Baxandall.

leurs à 10 Hz, et la figure 9 en fournit un exemple, avec ± 20 dB, c'est-à-dire un gain ou une atténuation dans un rapport 10. En fait, la plage utile des fréquences ne commence guère qu'à 20Hz, limite inférieure d'audibilité pour une très bonne oreille : on obtient alors une excursion de ± 18 dB, ce qui est largement suffisant.

Pour les fréquences élevées, c'est le circuit de la figure 8 qui entre en action, par l'intermédiaire du potentiomètre P_2, associé aux résistances R_8 et R_9. La correction, à 20 kHz, s'étage de – 10 dB à + 12 dB environ.

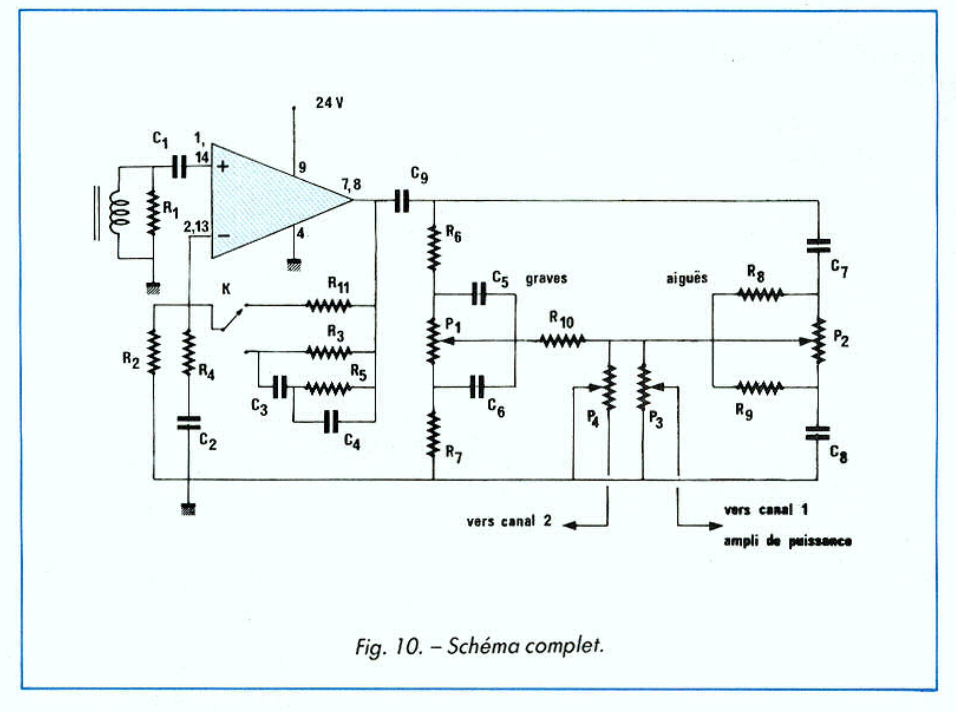


Fig. 10. – Schéma complet.

SCHEMA COMPLET D'UN PREAMPLIFICATEUR

On le trouvera en figure 10, avec les composants d'un canal, dont les valeurs numériques, pour la partie « correcteur de tonalité », sont indiquées en fin d'article.

Le correcteur RIAA de la figure 10 reproduit, sans aucune modification (les valeurs des composants ont été déjà données), celui de la figure 6. Dans le schéma complet, nous avons, toutefois, ajouté une commutation (inverseur K), qui permet de faire travailler l'étage d'entrée en régime apériodique, pour une entrée linéaire à faible niveau, en provenance d'un tuner par exemple. Le gain, défini par l'ensemble R_{11} R_4, compense alors la perte d'insertion du correcteur de tonalité.

A ce dernier sont associées, d'une part la commande de volume (potentiomètre double P_3 P'_3, à courbe logarithmique), d'autre part celle de balance (potentiomètre linéaire P_4).

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Circuits de la figure 4

Résistances 0,25 W à ± 5 %

Ces résistances seront, de préférence, à couche métallique, pour un très faible niveau de bruit.
R_1 : 240 kΩ ; R_2 : 2,2 MΩ ; R_3 : 180 Ω ; R_4 : 62 kΩ

Condensateurs

C_1 : 100 nF
C_2 : 22 µF (électrolytique, 25 V)
C_3 : 1 500 pF

Circuit de la figure 10

Résistances 0,25 W à ± 5 %

R_6 : 5,6 kΩ
R_7 : 560 Ω
R_8 : 82 kΩ
R_9 : 8,2 kΩ
R_{10} : 10 kΩ

Condensateurs

C_5 : 58 nF
C_6 : 560 nF
C_7 : 2,2 nF
C_8 : 22 nF
C_9 1 µF

Potentiomètres

P_1 : 47 kΩ (lin.)
P_2 : 47 kΩ (lin.)
P_3 : 47 kΩ (log.)
P_4 : 100 kΩ (lin.)

Circuit de la figure 6

Résistances 0,25 W à ± 5 %

R_1 : 47 kΩ
R_2 : 100 kΩ
R_3 : 1,2 MΩ
R_4 : 180 Ω
R_5 : 100 kΩ

Condensateurs

C_1 : 100 nF
C_2 : 15 µF (électrolytique 25 V)
C_3 : 3 nF ; C_4 : 1 nF

Circuit de la figure 11

Résistances 0,5 W à ± 5 %

R_1 : 8,2 kΩ
R_2 : 220 kΩ
R_3 : 24 kΩ

Potentiomètres (linéaires)

P_1, P_2, P_3, P_4... : 4,7 MΩ

Condensateurs

C_1, C_2, C_3, C_4... : 1 µF
C_5 : 100 nF

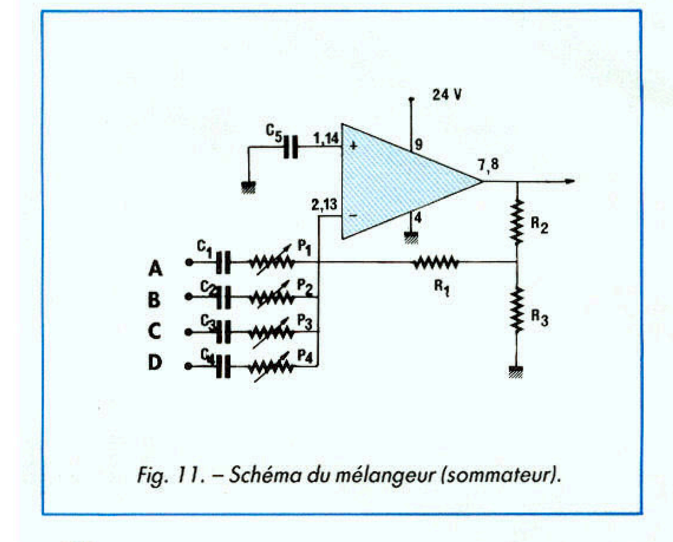


Fig. 11. – Schéma du mélangeur (sommateur).

UN MELANGEUR AUDIO

Un mélangeur, destiné à mixer des signaux en provenance de sources diverses, constitue la base de toute table de mixage, quel que soit son niveau de complexité. Il s'agit d'un sommateur analogique, qu'on peut donc très traditionnellement construire autour d'un amplificateur opérationnel. Par ses performances de faible bruit, le LM 381 se prête particulièrement bien à une telle application.

En figure 11, on trouvera le schéma type d'un tel montage, conçu, à titre d'exemple, pour quatre entrées (sur un seul canal : il faut doubler les circuits en stéréophonie). Naturellement, tout autre nombre d'entrées est possible...

La contribution de chaque signal à la somme dépend du réglage du potentiomètre correspondant, qui détermine le gain : P_1, P_2, P_3, P_4, en liaison avec les résistances R_1, R_2 et R_3. Ainsi, il est facile de calculer que, pour l'entrée A, le gain en tension est :

$$A_{vA} = \frac{R_2 R_1 + R_2 R_3 + R_3 R_1}{R_3 P_1}$$

Naturellement, on fera précéder chaque entrée d'éventuels circuits de mise en forme de la courbe de réponse : correcteur RIAA, par exemple, pour une platine à tête magnétique.

CONCLUSION

Joints aux schémas d'amplificateurs de puissance publiés dans notre précédent article – ou d'ailleurs à tout autre amplificateur de puissance –, les préamplificateurs que nous venons de décrire permettent la construction d'une chaîne méritant réellement le qualificatif « HiFi ». Ceux qui tenteront l'expérience découvriront, s'ils en doutaient encore, les possibilités de l'intégration, sous réserve d'un choix judicieux des circuits.

R. RATEAU

L'ELECTRONIQUE AUX EXAMENS

Théorème de Kennely

ENONCE

On donne un filtre actif, constitué par un réseau réjecteur en double T, représenté par la figure 1 où sont indiquées les tensions d'entrée v_e et de sortie v_s, l'impédance de charge z, K étant un amplificateur opérationnel non inverseur d'amplification k, de consommation de courant négligeable.

A – On s'intéresse d'abord à la partie comprise entre les points M, N, P, constituée par deux étoiles faisant intervenir : l'une, les éléments C, C et R/2, l'autre, les éléments R, R et 2C.

1° Transformer les deux étoiles situées entre M, N et P en deux triangles dont les impédances complexes seront notées z_{11}, z_{12}, z_{13} pour le premier triangle, et z_{21}, z_{22} et z_{23} pour le second. On posera $j\omega = p$.

2° Mettre en parallèle les deux triangles obtenus, de manière à ne plus avoir qu'un seul triangle MNP formé par les impédances z_1, z_2, z_3, que l'on calculera en fonction de R et de C (et bien sûr de $j\omega = p$).

3° Transformer le triangle $z_1z_2z_3$ en une étoile dont on calculera les impédances z_A, z_B, z_C, toujours en fonction de R, C et p.

B – On introduit maintenant ces impédances z_A, z_B, z_C dans le schéma de la cellule de façon à obtenir l'équivalent simplifié du filtre actif donné par la figure 2.

1° Ecrire les équations des nœuds (première loi de Kirchhoff) en faisant intervenir v_o, v_e, v_s et v_s/k.

2° En éliminant v_o, calculer la fonction de transfert du filtre $F = v_s/v_e$ en fonction de z_A, z_B, z_C, z et K.

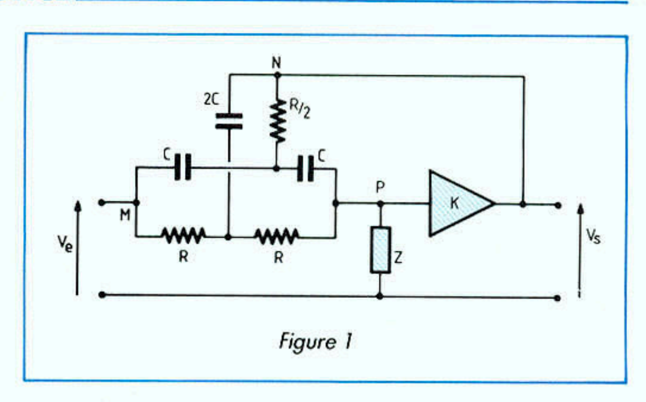


Figure 1

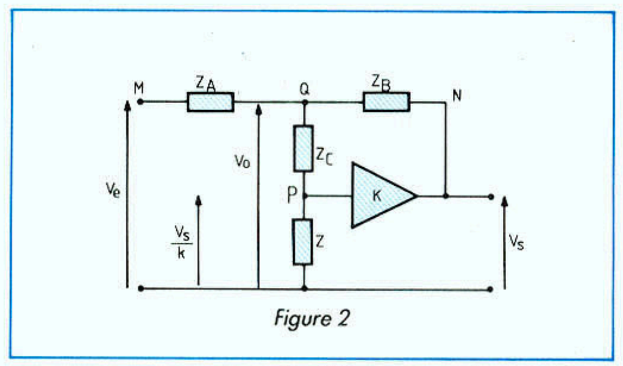


Figure 2

(Problème proposé par P. Mory)

SOLUTION

A – 1° Première étoile

Numérateur : $\dfrac{1}{Cp}\dfrac{R}{2} + \dfrac{1}{Cp}\dfrac{R}{2} + \dfrac{1}{Cp}\cdot\dfrac{1}{Cp} = \dfrac{1+RCp}{C^2p^2}$

$$Z_{11} = Z_{12} = \frac{1+RCp}{C^2p^2} \times Cp = \frac{1+RCp}{Cp}$$

$$Z_{13} = \frac{1+RCp}{C^2p^2}\cdot\frac{2}{R} = \frac{2(1+RCp)}{RC^2p^2}$$

Deuxième étoile

Numérateur : $\dfrac{1}{2\,Cp}R + \dfrac{1}{2\,Cp}R + R^2 = \dfrac{R}{Cp} + R^2 = \dfrac{R(1+RCp)}{Cp}$

$$Z_{21} = Z_{22} = \frac{R(1+RCp)}{Cp} \times \frac{1}{R} = \frac{1+RCp}{Cp}$$

$$Z_{23} = \frac{R(1+RCp)}{Cp} \times 2\,Cp = 2\,R\,(1+RCp)$$

$$\boxed{Z_{11} = Z_{12} = Z_{21} = Z_{22} = \frac{1+RCp}{Cp}}$$

$$\boxed{Z_{13} = \frac{2\,(1+RCp)}{RC^2p^2}}$$

$$\boxed{Z_{23} = 2\,R\,(1+RCp)}$$

2° $Z_1 = Z_{11}//Z_{21} = \dfrac{1+RCp}{2\,Cp} = Z_2 = Z_{12}/Z_{22}$

$Z_3 = Z_{13}//Z_{23}$, il est plus facile d'ajouter les admittances

$$\frac{1}{Z_3} = \frac{RC^2p^2}{2\,(1+RCp)} + \frac{1}{2\,R\,(1+RCp)} = \frac{R^2C^2p^2+1}{2\,R\,(1+RCp)}$$

$$\boxed{Z_1 = Z_2 = \frac{1+RCp}{2\,Cp}}$$

$$\boxed{Z_3 = \frac{2\,R\,(1+RCp)}{1+R^2C^2p^2}}$$

3° Dénominateur

$$Z_1 + Z_2 + Z_3 = \frac{1+RCp}{Cp} + \frac{2\,R\,(1+RCp)}{1+R^2C^2p^2}$$

$$= \frac{(1+RCp)\,(1+R^2C^2p^2+2\,RCp)}{Cp\,(1+R^2C^2p^2)}$$

$$= \frac{(1+RCp)^3}{Cp\,(1+R^2C^2p^2)}$$

$$Z_A = Z_C = \frac{Z_1Z_3}{Z_1+Z_2+Z_3}$$

$$Z_A = Z_C = \frac{2\,R\,(1+RCp)^3}{2\,Cp\,(1+R^2C^2p^2)} \times \frac{Cp\,(1+R^2C^2p^2)}{(1+RCp)^3} = R$$

$$Z_B = \frac{Z_1Z_2}{Z_1+Z_2+Z_3}$$

$$Z_B = \frac{(1+RCp)^2}{4\,C^2p^2} \times \frac{Cp\,(1+R^2C^2p^2)}{(1+RCp)^3} = \frac{1+R^2C^2p^2}{4\,Cp\,(1+RCp)}$$

$$\boxed{Z_A = Z_C = R}$$

$$\boxed{Z_B = \frac{1+R^2C^2p^2}{4\,Cp\,(1+RCp)}}$$

B – 1° On écrit la loi des intensités aux nœuds P et Q représentés figures 3 et 4 :

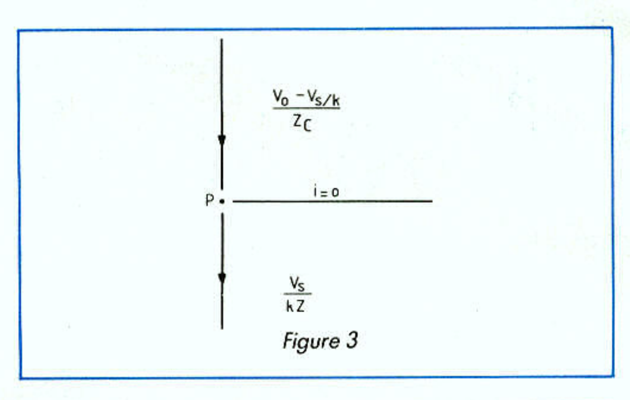


Figure 3

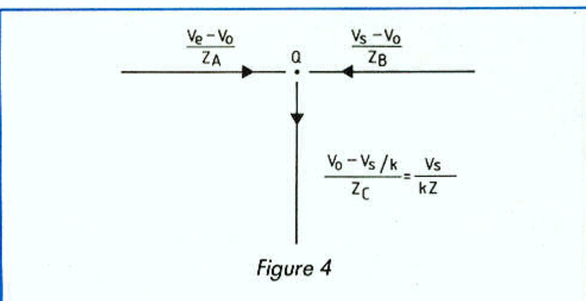


Figure 4

Au nœud P $\quad \dfrac{v_o - v_s/k}{z_C} = \dfrac{v_s}{kz} \qquad (1)$

Au nœud Q $\quad \dfrac{v_e - v_o}{z_A} + \dfrac{v_s - v_o}{z_B} - \dfrac{v_s}{kz} = 0 \qquad (2)$

2° $\dfrac{v_e}{z_A} - \dfrac{v_o}{z_A} - \dfrac{v_o}{z_B} + \dfrac{v_s}{z_B} - \dfrac{v_s}{kz} = 0$

$$\frac{v_e}{z_A} - v_o\left(\frac{1}{z_A} + \frac{1}{z_B}\right) + v_s\left(\frac{1}{z_B} - \frac{1}{kz}\right) = 0$$

$$\text{mais } v_o = v_s\left(\frac{1}{k} + \frac{z_C}{kz}\right)$$

$$\frac{v_e}{z_A} - v_s\left(\frac{1}{k} + \frac{z_C}{kz}\right)\left(\frac{1}{z_A} + \frac{1}{z_B}\right) + v_s\left(\frac{1}{z_B} - \frac{1}{kz}\right) = 0$$

$$\frac{v_e}{z_A} = v_s\left(\frac{1}{kz_A} + \frac{1}{kz_B} + \frac{z_C}{kz\,z_A} + \frac{z_C}{kz\,z_B} - \frac{1}{z_B} + \frac{1}{kz}\right)$$

$$\frac{v_e}{z_A} = v_s\left(\frac{z\,z_B + z\,z_A + z_Bz_C + z_Az_C - kz\,z_A + z_Az_B}{kz\,z_A\,z_B}\right)$$

$$\frac{v_s}{v_e} = \frac{kz\,z_B}{z\,z_A\,(1-k) + z\,z_B + z_Az_B + z_Az_C + z_Bz_C}$$

Si on tient compte de ce que $z_A = z_C$

$$\boxed{\frac{v_s}{v_e} = \frac{kz\,z_B}{z_A{}^2 - z\,z_A\,(k-1) + z\,z_B + 2\,z_Az_B}}$$

ALIMENTATION MULTIPLE (250 mA)

à commutation automatique de tension

Souvent, nos lecteurs se trouvent confrontés au besoin de montages dont ils ne trouvent nulle description, et nous en font part. Ils ont raison. Si le circuit demandé présente un intérêt suffisamment général, et si le problème peut se résoudre par des moyens simples, nous sommes ravis de « plancher » sur la question, et d'en faire profiter tout le monde. Ainsi est née l'alimentation multiple décrite ci-dessous.

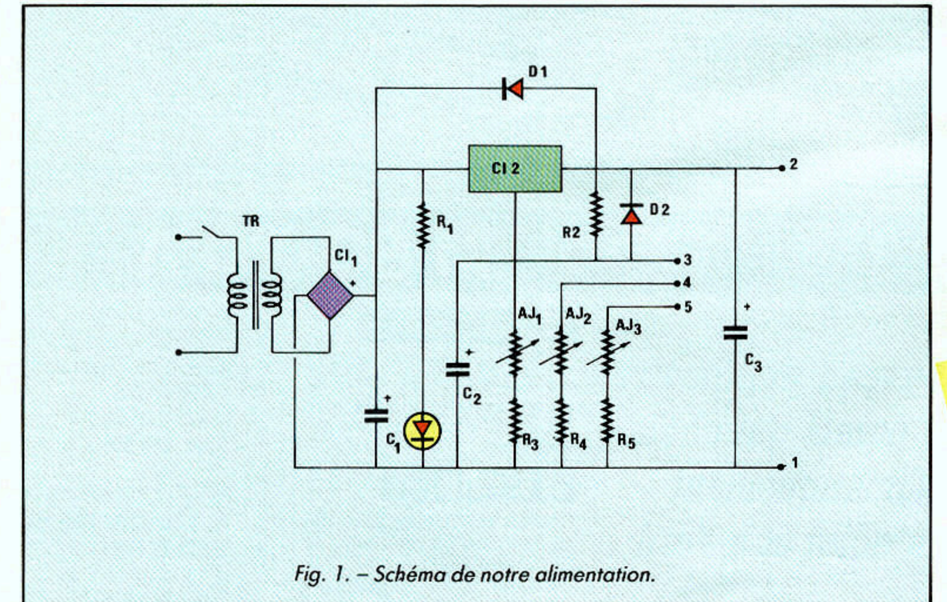


Fig. 1. – Schéma de notre alimentation.

LE PROBLEME A RESOUDRE

Il est courant d'avoir à alimenter – mais pas tous en même temps – divers appareils susceptibles de fonctionner soit sur piles, soit, pour d'évidentes raisons d'économie, sur un bloc secteur délivrant une basse tension continue. Cette tension n'est pas toujours la même, et peut varier dans d'importantes proportions : 3 V en général pour un baladeur, 6 V ou 9 V pour des récepteurs radio, parfois même 12 V.

Un même bloc secteur peut fournir ces diverses tensions, sélectionnées par un commutateur : nous en avons récemment proposé un sous forme de montage « flash » (*Le Haut-Parleur* n° 1762). Mais un risque apparaît : celui d'une erreur de position, qui conduirait, par exemple, à appliquer 12 V sur un baladeur. On devine la suite...

Notre lecteur nous demande donc un bloc à sorties multiples, conçu de telle sorte que le branchement du cordon de liaison, solidaire de chaque appareil utilisateur, commute automatiquement la tension appropriée. Il suggère même, pour cela, l'emploi d'une fiche DIN.

LA SOLUTION

Elle apparaît clairement dans le schéma théorique de la figure 1.

En elle-même, l'alimentation n'a rien que de traditionnel. Le transformateur TR (on pourra, ou non, prévoir un interrupteur sur le primaire) délivre, au secondaire, 12 V effi-

caces. CI_1 se charge du redressement à double alternance, et C_1, du filtrage. La résistance R_1 alimente la diode électroluminescente qui sert de voyant.

La régulation – nous tenions en effet à une alimentation régulée, et de qualité – fait intervenir CI_2, régulateur ajustable de type LM 317 dont on connaît les vertus. On sait qu'un tel circuit maintient, entre ses broches 2 et 3, une différence de potentiel voisine de 1,25 V (de 1,2 à 1,3 V selon les échantillons), et remarquablement stable. On l'utilise selon le schéma de principe de la figure 2, où apparaissent les résistances R_A et R_B. Comme on peut négliger le courant de polarisation sortant par la broche 2 du circuit (il a été conçu spécialement dans ce but), la même intensité traverse R_A et R_B. On en déduit la tension de sortie V_s :

$$V_s = \frac{R_A + R_B}{R_A} V_{ref}$$

Une fois R_A choisie, R_B détermine la tension de sortie.

Revenons, alors, au schéma de la figure 1. R_A est ici R_2, tandis que R_B résulte de la combinaison des différentes résistances R_3, R_4, R_5 associées aux ajustables AJ_1, AJ_2, AJ_3, pour la mise au point. L'originalité tient, ici, au mode de commutation. Examinons-le de plus près :

- si la borne 3 reste en l'air, R_B se réduit à l'ensemble R_3, AJ_1. Après réglage de l'ajustable, on obtient, entre les bornes de sortie 1 et 2, une première tension V_s que nous noterons V_1 ;
- si on relie les bornes 3 et 4, R_B se compose de l'ensemble R_3, AJ_1, en parallèle avec R_4, AJ_2 : on obtient, après réglage de AJ_2, une deuxième valeur de V_s, notée V_2. Evidemment, V_2 ne peut être qu'inférieure à V_1 ;
- si, enfin, on relie les bornes 3 et 5, R_B se compose de R_3, AJ_1, en parallèle avec R_5, AJ_3 : V_s prend une troisième valeur V_3.

Comme on l'aura compris, la commutation s'effectue automatiquement en branchant, sur la fiche DIN femelle de sortie de l'appareil, différentes fiches DIN mâles. Dans tous les cas, les broches 1 (masse) et 2 (pôle +) constituent la sortie. A l'intérieur de la fiche DIN mâle correspondant à l'appareil utilisateur, on pourra alors :

- ne rien relier d'autre : on obtient la tension V_1,
- relier les broches 3 et 4 : on obtient V_2,
- relier les broches 3 et 5 : on obtient V_3.

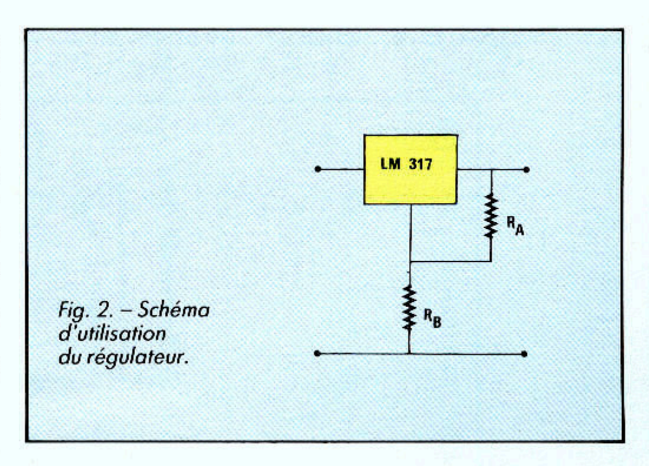
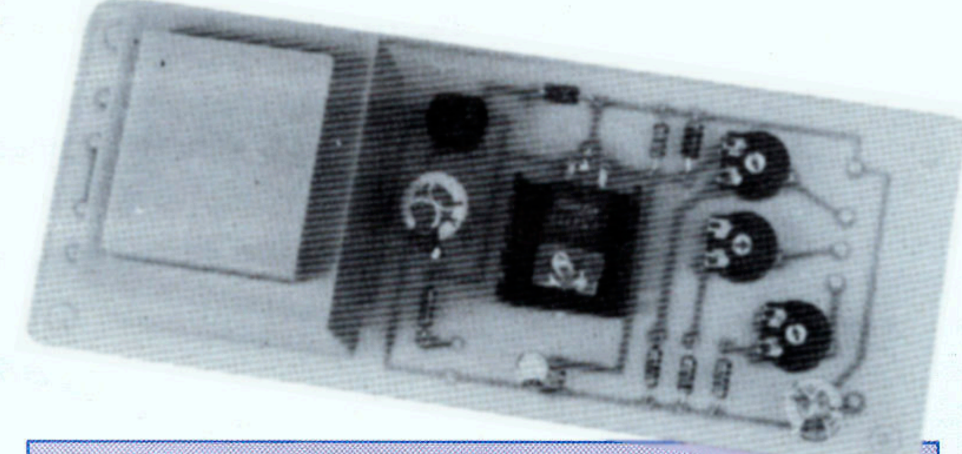


Fig. 2. – Schéma d'utilisation du régulateur.

LA REALISATION PRATIQUE

Tous les composants du montage, y compris le transformateur surmoulé, mais à l'exception de la LED de signalisation, prennent place sur le circuit imprimé de la figure 3. On y implantera les composants selon les indications de la figure 4.

Nous ne proposons pas à nos lecteurs d'indications pour une mise en coffret : ce sont là problèmes de goûts et de couleurs, et aucun impératif technique n'intervient, sauf celui de l'encombrement.



NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Résistances 0,25 W, ± 5 %

R_1 : 1 kΩ
R_2 : 220 Ω
R_3 : 1 kΩ
R_4 : 1,2 kΩ
R_5 : 820 Ω

Ajustable (implantation horizontale)

AJ_1 : 2,2 kΩ
AJ_2 : 4,7 kΩ
AJ_3 : 2,2 kΩ

Condensateurs électrolytique (sorties radiales)

C_1 : 470 µF, 25 V
C_2 : 10 µF, 16 V
C_3 : 22 µF, 16 V

Semi-conducteurs

CI_1 : redresseur 500 mA, 50 V
CI_2 : LM 317
D_1, D_2 : 1N 4002
LED : diode électroluminescente

Transformateur

Modèle pour circuit imprimé 220 V/12 V, 3 VA

Divers

Petit radiateur pour le LM 317 (voir photo)
Une fiche DIN femelle, pour châssis
Prises DIN mâles et cordons

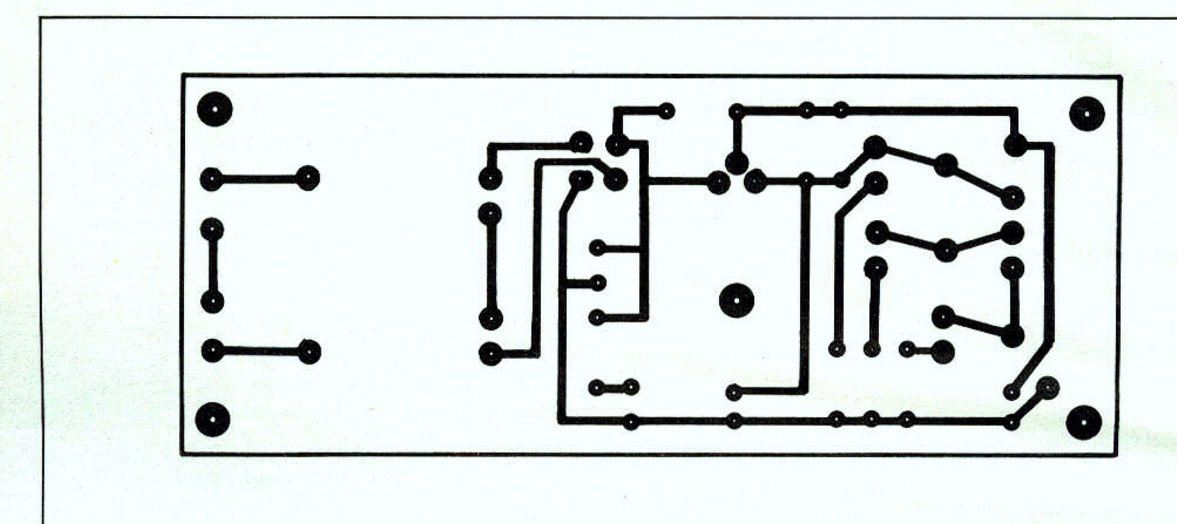


Fig. 3. – Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

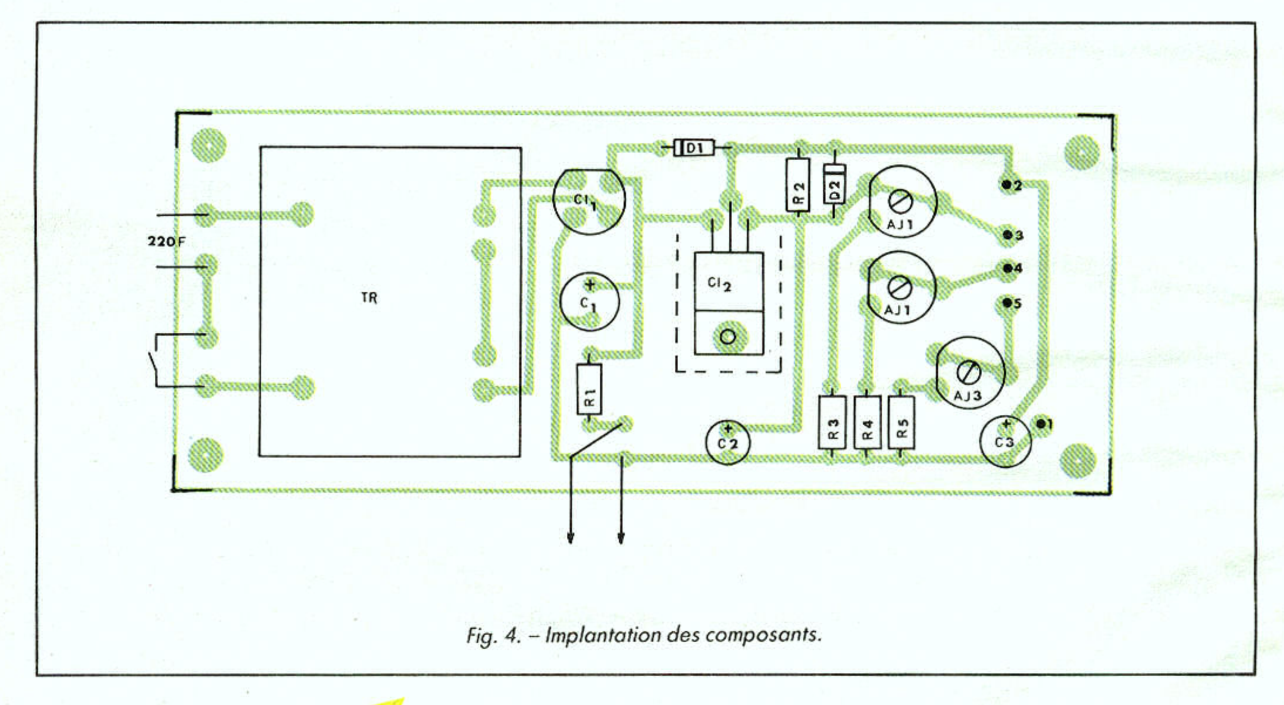


Fig. 4. – Implantation des composants.

La fiche DIN femelle sera fixée sur le coffret, et ses diverses broches, reliées au circuit imprimé, selon les indications des figures 1 et 5. On réalisera, bien sûr, autant de cordons mâles qu'il est nécessaire, avec leur connexion interne, et les deux fils de liaison vers l'appareil.

LA MISE EN POINT

Elle consiste à ajuster chacune des trois tensions de sortie V_1, V_2, V_3. Il importe de commencer par V_1, donc avec la broche 3 en l'air. Cela fait, **on ne retouchera plus à AJ_1.** On réglera successivement V_2 et V_3, en agissant sur les ajustables AJ_2 et AJ_3. Les tensions de sortie peuvent aller de 12 V pour la plus élevée, à 3 V pour la plus faible.

Avec les valeurs de composants indiquées en nomenclature, on pourra régler :

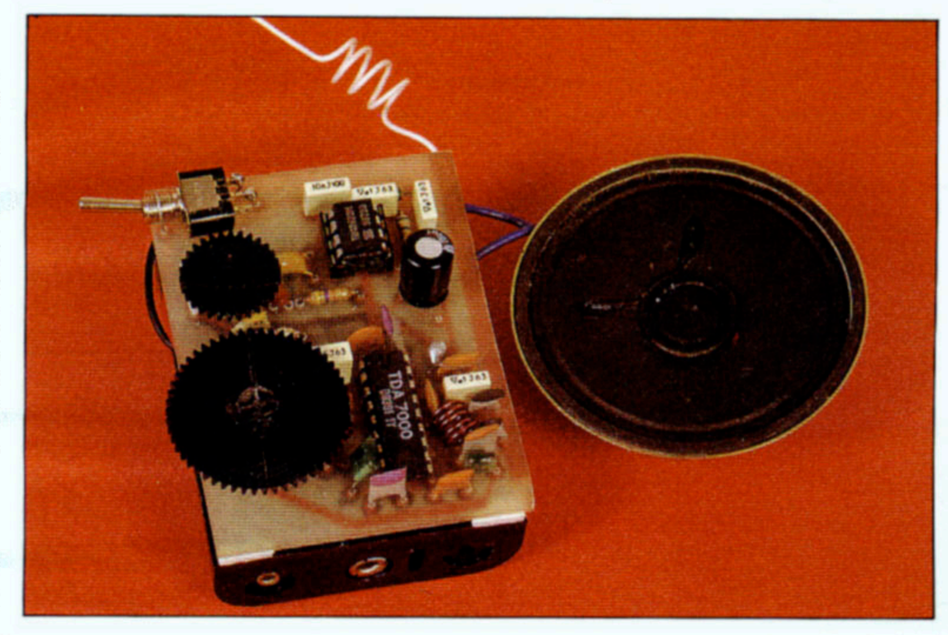
- V_1 de 12 V au maximum, à 8 V au minimum ;
- V_2 de 0,75 V_1 à 0,5 V_1 environ, donc de 9 V à 6 V ou de 6 V à 4 V, selon les cas ;
- V_3 de 0,5 V_1 à 0,25 V_1 environ, donc de 6 V à 3 V ou de 4,5 V à 2,25 V. Pour des plages plus élevées de V_2 et/ou de V_3, il suffirait d'augmenter R_4 et/ou R_5.

REALISATION *Flash*

RECEPTEUR RADIO FM

A QUOI ÇA SERT ?

Nous avons déjà eu l'occasion, il y a six mois, de vous présenter un récepteur radio FM. Simplifié, il sortait sur casque. En voici une nouvelle version, une déclinaison ; avec cette fois un amplificateur de puissance. Une puissance modeste, mais comparable à celle d'autres récepteurs miniatures. Et, comme la dernière fois nous n'avions pas prévu de « bouton », cette fois, c'est prévu ! Mais ne devenez pas trop tâtillons : ne nous demandez pas l'habillage. Vous avez sûrement assez d'imagination !



LE SCHEMA

Nous vous le livrons brutalement. Le signal d'antenne arrive sur C_{13}/C_{14}, C_7 assure

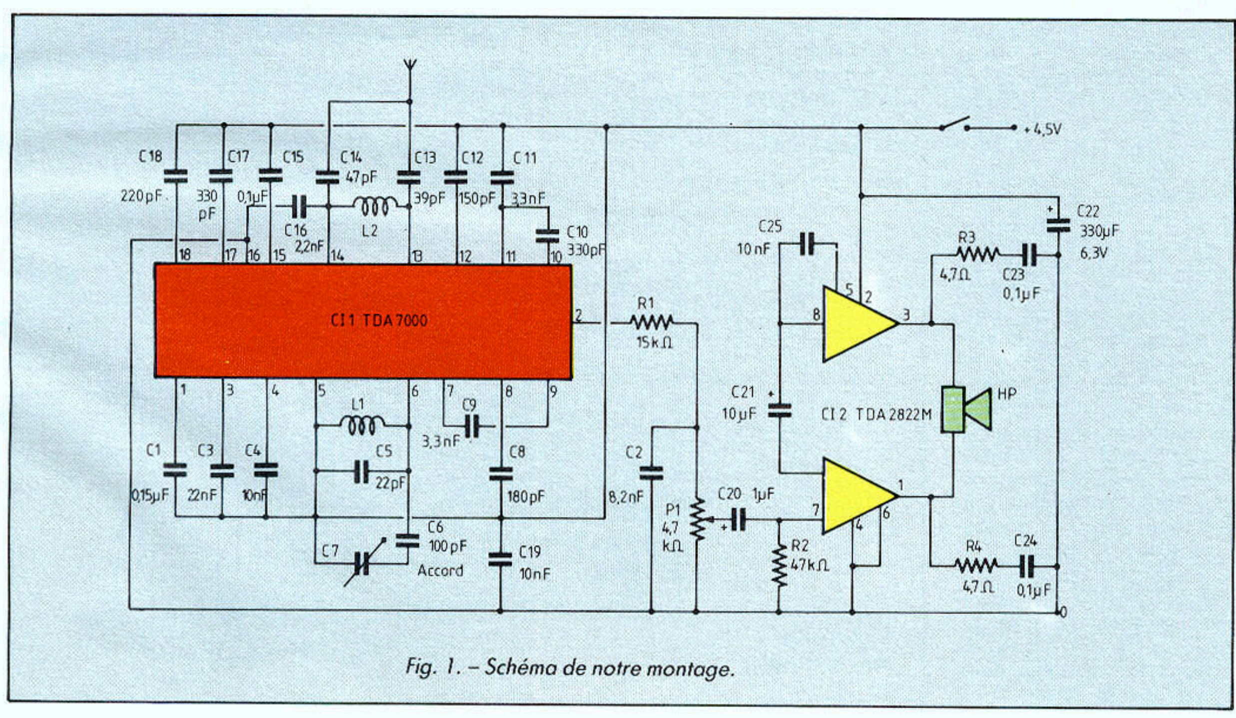


Fig. 1. – Schéma de notre montage.

RECEPTEUR RADIO FM

l'accord, C_6 et C_5 permettent de couvrir la gamme de 87,5 à 108 MHz. La résistance R_1 réduit l'amplitude du signal envoyé sur l'ampli de puissance. Ce dernier est constitué d'un TDA 2822 M qui offre deux amplis que nous avons câblés en pont afin de bénéficier d'un peu plus de puissance. Autre justification : cet ampli ne demande que peu de composants externes. Point intéressant de cette radio, son alimentation demande seulement trois éléments de 1,5 V et fonctionne également sur trois accus Ni-Cd en série, soit 3,6 V. Economique, non ?

LISTE DES COMPOSANTS

Résistances 1/4 W 5 %

R_1 : 15 kΩ
R_2 : 47 kΩ
R_3, R_4 : 4,7 Ω

Condensateurs

C_1 : MKT 5 mm 0,15 µF
C_2 : MKT 5 mm 8,2 nF
C_3 : céramique 22 nF
C_4 : céramique 10 nF
C_5 : céramique 22 pF
C_6 : céramique 100 pF
C_7 : ajustable 4-20 pF
C_8 : céramique 180 pF
C_9, C_{11} : céramique ou plastique 3,3 nF
C_{10}, C_{17} : céramique 330 pF
C_{12} : céramique 150 pF
C_{13} : céramique 39 pF
C_{14} : céramique 47 pF
C_{15}, C_{23}, C_{24} : MKT 5 mm 0,1 µF
C_{16} : céramique 2,2 nF
C_{18} : céramique 220 pF
C_{19} : céramique 10 nF
C_{20} : tantale 1 µF 10 V
C_{21} : tantale 10 µF 6,3 V
C_{22} : chimique 330 µF 10 V (ou 220 µF)
C_{25} : MKT 5 mm 10 nF

Divers

C_{11} : circuit intégré TDA 7000 Philips
C_{12} : circuit intégré TDA 2822 M SGS/Thomson
L_1 : 4 spires sur foret de 5 mm, fil 5 à 6/10e
L_2 : 5 spires sur foret de 4,5 mm, fil 5 à 6/10e
Porte-pile, 3 R_6, connecteur, inter, HP 8 Ω (Orbitec)
P_1 : potentiomètre 4,7 kΩ

REALISATION

La taille du circuit imprimé est celle d'un coupleur de pile de trois éléments R_6. Les potentiomètres et condensateurs ont été installés sur le côté, celui qui reçoit l'interrupteur, afin de pouvoir installer des boutons de commande. Nous vous donnons également les caractéristiques des selfs, (inutile d'écrire à l'auteur, il ne les fournit pas...) La bobine L_1, une fois réglée, aura ses spires immobilisées par de la colle (par exemple Tack Pack Loctite) afin d'éliminer l'effet Larsen : le HP vibre et transmet ses vibrations à l'oscillateur local ! L'accord se fait en écartant ou en resserrant les spires de la bobine jusqu'à ce que la gamme soit couverte. En fait, il suffit de se régler sur la fréquence la plus basse, condensateur fermé. L_2 ne nécessite pas de réglage. Pour P_1, nous avons pris un ajustable ; un petit potentiomètre log serait préférable (à récupérer, avec son bouton, sur un vieux « transistor »). Attention aux soudures ; certaines pastilles sont relativement proches, nous avons un peu miniaturisé la réalisation.

Pour le bouton du condensateur, nous avons pris un pignon provenant d'un jouet, pignon collé sur l'axe du condensateur ajustable. Autre pignon pour le volume, il est monté sur une vis passant au travers de la partie centrale du curseur. Vous pouvez éventuellement installer une démultiplication pour le réglage de l'accord, il en sera facilité. Le porte-piles sera installé contre le circuit imprimé par vis fraisées autotaraudeuses ou après taraudage, à moins que vous ne préfériez la solution adhésif double face. Le HP sera de préférence installé sur un petit baffle qui améliorera la réponse dans le grave. Le tout petit HP qui équipe notre prototype ne brille pas par ses qualités acoustiques...

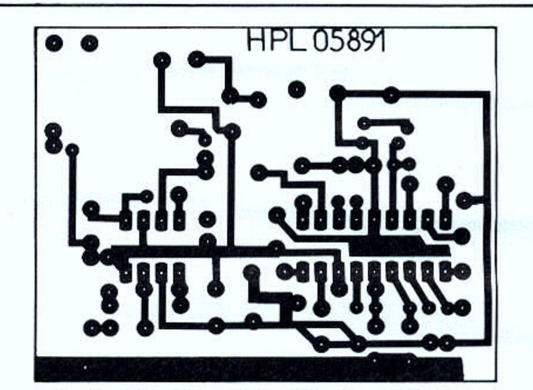


Fig. 2. – Circuit imprimé, côté cuivre, échelle 1.

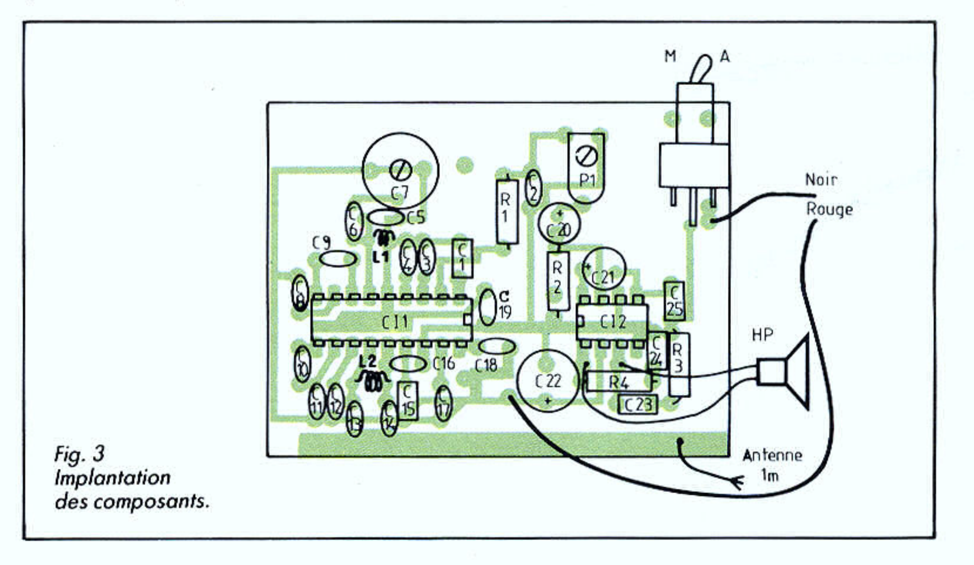


Fig. 3 Implantation des composants.

REALISATION *Flash*

SONNETTE DE VELO

A QUOI ÇA SERT ?

Si vous pratiquez la petite reine, vous avez absolument besoin d'un avertisseur. Or celui qui est proposé par les fabricants manque souvent de fiabilité. Les engrenages emboutis ont tendance à rouiller, bref, au bout d'un an, l'avertisseur, surtout s'il est mal entretenu, a bien du mal à remplir son rôle. Nous vous proposons là un avertisseur simple à mettre au point et dont la fiabilité devrait être satisfaisante. Là, c'est vous qui serez responsable de l'exécution du travail.

LE SCHEMA

Nous sommes désolés de ne pas avoir trouvé de schéma plus compliqué ! Il vient tout simplement des documents du constructeur, mais nous avons tout de même fait l'effort de créer notre propre circuit imprimé ! Le circuit intégré est un circuit plus connu sous la référence SAB 0600, un gong électronique à trois notes. La version SAB 602, plus récente, n'a que deux notes, elle est plus appropriée à la confection de la sonnette. Nous avons choisi, par P et C_5, une constante de temps relativement courte donnant un son assez aigu, mieux perceptible qu'un son grave et plus proche, de ce fait, de la sonnette d'origine. La valeur de la résistance de la constante de temps est approximativement de 62 000 Ω. Si vous avez peur d'un dérèglement avec l'humidité, remplacez le potentiomètre ajustable par une résistance fixe.



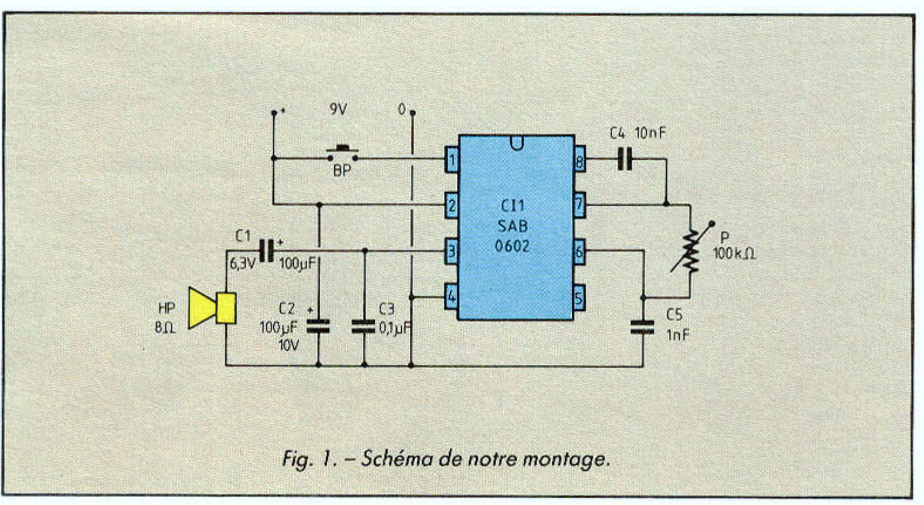


Fig. 1. – Schéma de notre montage.

SONNETTE DE VELO

REALISATION

Nous avons dessiné un circuit imprimé rectangulaire, à l'intérieur duquel vous trouverez un pointillé suivant lequel vous découperez le circuit. Les diamètres ont été prévus pour un haut-parleur de 6 cm de diamètre à aimant ferrite de 3 cm de diamètre. La découpe intérieure n'est pas obligatoire. En revanche, les composants ne devront pas dépasser cette limite. Le haut-parleur est fixé par deux fils assez courts, et le circuit imprimé, une fois câblé, vient se coller, par un adhésif double face, sur le circuit magnétique du haut-parleur. Le bouton-poussoir est soudé par deux petits fils rigides. L'alimentation est confiée à une pile de 9 V, moins désagréable à l'usage que le bruyant alternateur de bord, cette pile est en permanence reliée au circuit intégré, un circuit qui ne consomme pratiquement rien au repos.

L'ensemble est installé dans un couvercle de bombe aérosol en matière plastique, il sert de protection. Un disque de contreplaqué ou de matière plastique sera encastré dans ce couvercle, ses perforations serviront à laisser passer le son. Vous pourrez installer un collier de serrage, style Serflex, ou collier plastique sur ce disque, il vous servira à fixer la sonnette sur le guidon de votre vélo...

LISTE DES COMPOSANTS

P : potentiomètre ajustable horizontal, 10 mm, 100 kΩ
C_1, C_2 : condensateur chimique 100 µF 10 V ou 330 µF 10 V
C_3 : condensateur plastique MKT 5 mm 0,1 µF
C_4 : condensateur plastique MKT 5 mm 10 nF
C_5 : condensateur plastique MKT 5 mm 1 nF
CI_1 : circuit intégré Siemens SAB 0602
HP : haut-parleur 8 Ω
Coupleur de pile 9 V

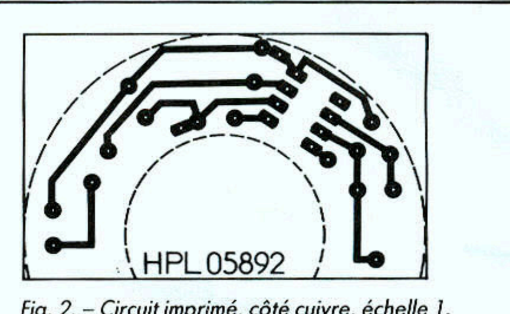


Fig. 2. – Circuit imprimé, côté cuivre, échelle 1.

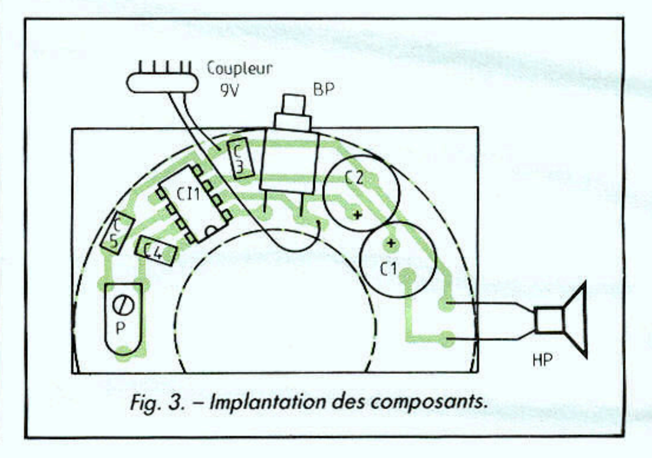


Fig. 3. – Implantation des composants.

